

Beiträge zur Störfestigkeit im Falle nichtlinearer Komponenten in Schirmgehäusen

M. Sc., Dipl.-Ing. (FH) André Manicke¹, andre.manicke@tu-dresden.de

Dipl.-Phys. Ronald Rambousky², ronaldrambousky@bwv.org

Prof. Dr. rer. nat. Hans Georg Krauthäuser¹, hans_georg.krauthaeuser@tu-dresden.de

1: TU Dresden, Professur für Theoretische Elektrotechnik und EMV

2: Wehrwissenschaftliches Institut Munster, ABC Schutz

1 Motivation

Um die Beeinflussbarkeit von elektronischen Schaltungen durch elektromagnetische Strahlung zu vermindern werden in der Praxis Schirmgehäuse verwendet, entweder für Baugruppen und Geräte direkt wie z.B. in [3, 1] allgemein beschrieben, oder als geschirmte Räume [2]. Diese haben Öffnungen für z.B. Durchführungen und Kühlung die klein im Verhältnis zur Wellenlänge sein müssen um eine gewünschte Schirmwirkung bei dieser Frequenz zu erzielen. In der Praxis wird vor allem die Schirmwirkung bei der Arbeitsfrequenz der zu schützenden Schaltung angestrebt. Höhere Frequenzen mit kleineren Wellenlängen können aber ggf. leichter in die Gehäuse einkoppeln. Die nichtlinearen Komponenten der Schaltungen können dann als Mischerstufen agieren und Mischprodukte auf der Arbeitsfrequenz beeinflussend wirken.

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit der oben genannten Problematik, in dem er die auftretenden Effekte einer nichtlinearen Leitung in einem Rechteckresonator aufzeigt. Dabei wird der Resonator bzw. die Leitung mit Signalen unterschiedlicher Frequenz und Leistung angeregt und die Antwort gemessen. Zusätzlich werden Absorber in den Resonator eingebracht um Einflüsse von eventuellen Beladungen zu untersuchen.

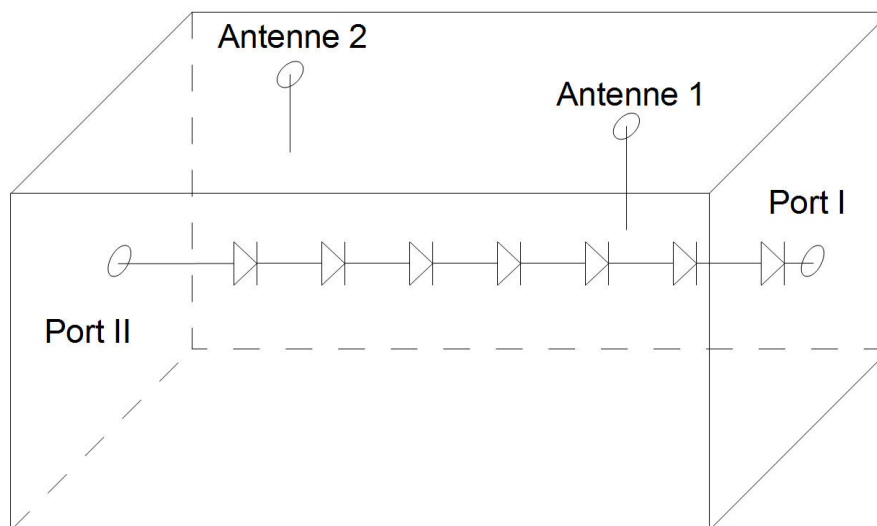


Abbildung 1: Resonator mit nichtlinearer Leitung bestehend aus verteilten Nichtlinearitäten und Monopolantennen

Tabelle 1: Daten des verwendeten Resonators und des Messaufbaus

Eigenschaft	Wert
Länge (d), Breite (a), Höhe (b)	0.79 m, 0.53 m, 0.30 m
Länge Antenne 1 und 2	0.051 m, 0.061 m
Diodentyp	BAT 62-03W
Anzahl Dioden	7
Signalgeneratoren	R&S SMC/SMB 100A
Spektrum-, Netzwerkanalysator	R&S ZVL

Tabelle 2: Resonanzfrequenzen des leeren Resonators und der idealen Leitung

Nummer der Resonanz	Mode	f Rechteckresonator in MHz	f TL in MHz
1	101	341	214
2	102	474	429
3	110	575	643
4	201	597	857
5	111	605	1071
6	103	636	1286

2 Theorie und Messobjekt

Abbildung 1 zeigt den verwendeten Messaufbau mit den in Tabelle 1 angegebenen Daten. Die Leitung ist hier entlang der längsten Ausdehnung des Resonators gespannt, jeweils mittig der beiden anderen Abmessungen. Der Abstand der Dioden beträgt jeweils 10 cm zueinander. Die Einspeisung zweier hochfrequenter Störer erfolgt zur besseren Reproduzierbarkeit nicht über Aperturen, sondern über zwei in den Deckel des Resonators eingebrachte Monopolantennen die über die beiden Signalgeneratoren getrennt gespeist werden. Zwei getrennte Signale wurden gewählt, um entstehende Mischprodukte in der Anregung auszuschließen. Die im weiteren Verlauf mit f1 und f2 bezeichneten Frequenzen beziehen sich auf die Signale an Antenne 1 und Antenne 2. Die Spektrumanalyse wurde an Port II durchgeführt. Allgemein werden die Resonanzfrequenzen eines idealen Rechteckresonators nach [4] mit

$$f_{\text{res},mnl} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (1)$$

berechnet, wobei a , b und d die Abmessungen in Breite, Höhe und Länge sind. Als unterste Resonanzfrequenz ($m = 1$, $n = 0$, $l = 1$) für den hier verwendeten, leeren Resonator ergibt sich 341 MHz, wobei die tatsächliche Anordnung hier mit Leitung keine untere Frequenzgrenze besitzt. Die Gesamtlänge der eingebrachten Leitung entspricht der Länge des Resonators, womit die Resonanzen der Leitung nach

$$f_{\text{res,TL}} = n \cdot \frac{c}{2 \cdot l_{\text{TL}}} \quad (2)$$

ungefähr bei vielfachen von 200 MHz liegen. Die genauen idealen Resonanzfrequenzen der idealen Anordnungen finden sich in Tabelle 2. Die gemessene Leistung läßt Rückschlüsse auf die an den Dioden anliegende Spannung zu, weswegen in Tabelle 3 die an 50 Ohm abfallenden Spannungen bei verschiedenen Leistungen aufgeführt sind.

Tabelle 3: Spannung über $50\ \Omega$ bei verschiedenen Leistungen

Leistung in dBm	Leistung in mW	Spannung in V
-10	0.1	0.20
0	1	0.63
10	10	2.00
20	100	6.32

3 Durchgeführte Messungen

Für die Messungen kamen zwei Signalgeneratoren sowie Ein Spektrum- bzw. Netzwerkanalysator von Rohde & Schwarz nach Tabelle 1 zum Einsatz. Allen durchgeführten Messungen ging eine thermische Testmessung voran, wo sichergestellt werden sollte, dass bei längeren Messungen mit hoher Leistung keine Erwärmungseffekte auftreten. Dafür wurden die Signalgeneratoren mit maximaler Leistung von einer Sekunde bis 256 Sekunden jeweils angeschaltet und am Ende dieser Zeit sowie direkt vorher und im Anschluss mit geringer Leistung gemessen. Diese Ergebnisse wurden verglichen.

Für eine erste Charakterisierung der Leitung erfolgt eine S-Parameter Messung an beiden Ports von nahe DC bis 6 GHz, sowohl außerhalb als auch innerhalb des Resonators und mit verschiedenen Ausgangsleistungen von -60 dBm bis $+20\text{ dBm}$ in 10 dB Schritten des Netzwerkanalysators. Weitere Variationen sind die Beladung mit Absorbermaterial und die Vermessung einer linearen Leitung im Resonator die zusätzlich am Port I noch kurzgeschlossen wird. Um externe Einflüsse auf die Leitung im Resonator zu charakterisieren, wurden an die beiden Monopole Signale mit variabler Frequenz zwischen 1 GHz und 2 GHz und variabler Leistung zwischen -60 dBm und $+19\text{ dBm}$ angelegt. Diese Si-

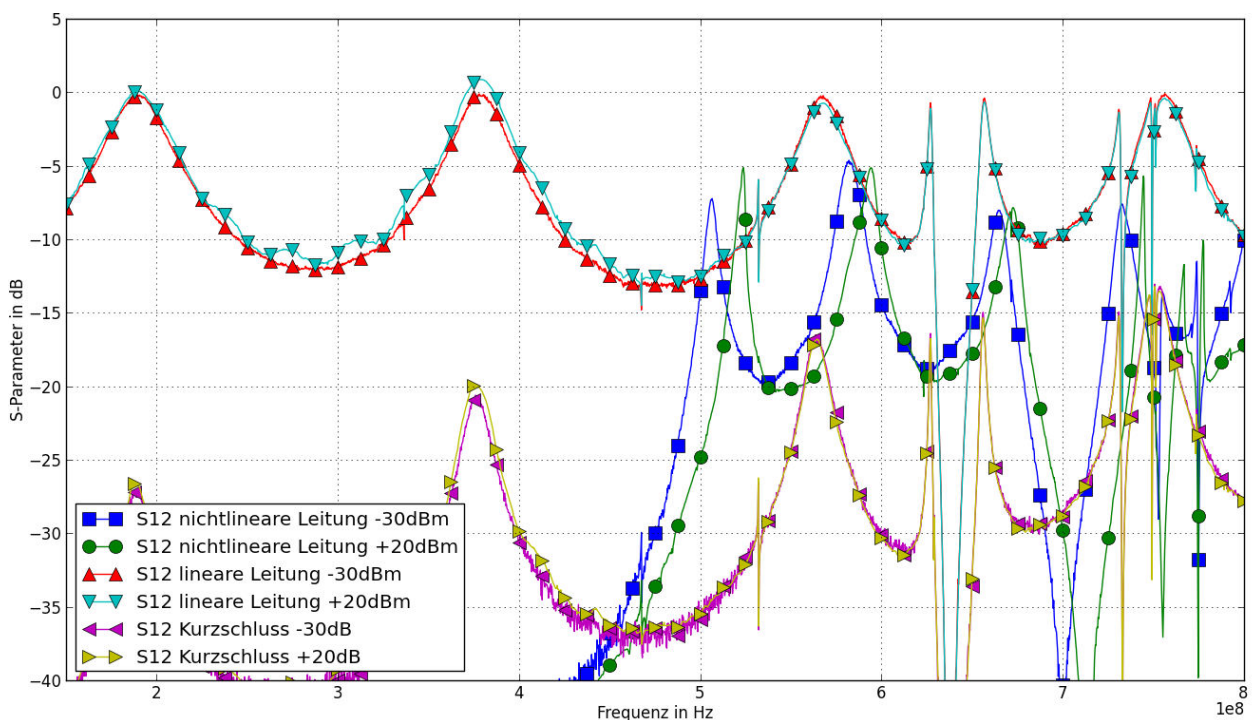


Abbildung 2: Messung von S12 verschiedener Leitungen im Resonator bei variierender Ausgangsleistung des Netzwerkanalysators

gnale sind von den Frequenzen her deutlich über der nominell untersten Resonanz des Resonators, ergeben aber in Kombination Mischprodukte von DC bis mehrere GHz. Gemessen wird hierbei das Spektrum an einem Port der Leitung im Resonator, während der andere mit $50\ \Omega$ abgeschlossen ist. Die Ansteuerung erfolgt automatisiert über die GPIB Schnittstelle der Messgeräte.

4 Ergebnisse

Die thermischen Testmessungen ergaben keinen signifikanten Einfluss. Die gemessenen Kurven liegen relativ nah beieinander ohne einen Trend in eine bestimmte Richtung.

S-Parameter Messung der Leitung ohne externe Signale Die Ergebnisse der S-Parameter Messungen sind in Abbildung 2 und 3 zusammengefasst. In ersterer Ergebnisse für „through“ der nichtlinearen Leitung, einer linearen Leitung und einer linearen Leitung mit Kurzschluß an Port I, in zweiterer Ergebnisse für „through“ der nichtlinearen Leitung mit unterschiedlich viel Dämpfungsmaterial im Resonator.

Es ist deutlich zu erkennen, wie bei der linearen Leitung unterhalb von 600 MHz die Leitungsresonanzen dominieren, allerdings mit etwas geringeren Resonanzfrequenzen als berechnet. Dieses Verhalten ist näherungsweise unabhängig von der Leistung. Oberhalb von 600 MHz kommt es zu einzelnen Resonanzeinbrüchen, die näherungsweise idealen Moden des Resonators zugeordnet werden können. Die Grundresonanz des idealen Resonators bei 341 MHz ist erahnbar. Die kurzgeschlossene Leitung zeigt ein sehr ähnliches Verhalten, die Amplitude ist jedoch umso geringer, desto niedriger die Frequenz ist. Auch hier liegt keine Abhängigkeit von der Leistung vor.

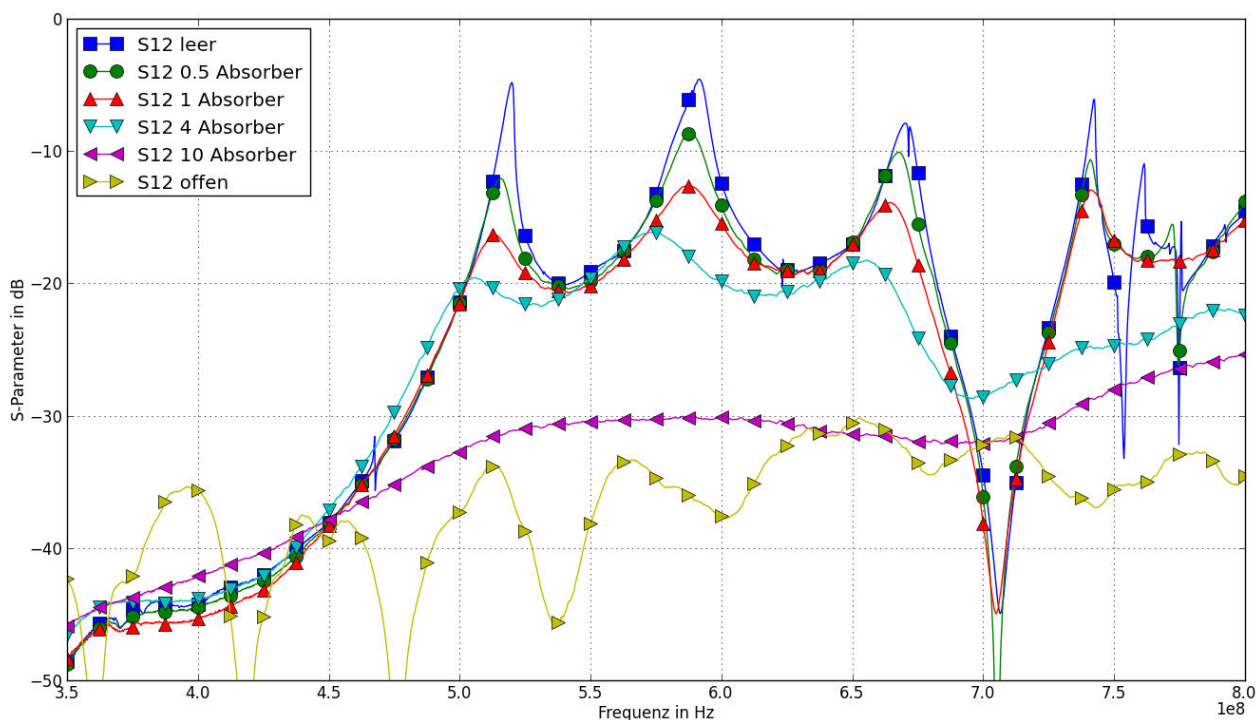


Abbildung 3: S12 der nichtlinearen Leitung im Resonator, beladen mit unterschiedlich viel Dämpfungsmaterial bzw. offenem Resonator. „1 Absorber“ bedeutet dabei 7 Pyramidenabsorber mit den Abmessungen 8 cm x 8 cm x 20 cm.

Die nichtlineare Leitung zeigt ein abweichendes Verhalten. Die Leitungsresonanzen sind nicht mehr erkennbar, die auftretenden Resonanzspitzen sind aber auch nicht mit den idealen Moden des Resonators identifizierbar. Zusätzlich nimmt die Amplitude unterhalb von 500 MHz sehr schnell ab. Interessant ist die Verschiebung der Resonanzfrequenzen bei variierender Ausgangsleistung des Netzwerkanalysators. Dabei zeigen die höheren Leistungen tendentiell höhere Resonanzfrequenzen. Diese Verschiebungen betragen teils deutlich über 10 MHz. Die Vermutung ist, dass bei der höheren Leistung die Dioden im Durchlaßbereich arbeiten und somit die innere Struktur des Resonators ändern.

Diese Hypothese wird auch gestützt von der zweiten Messung mit Absorbern im Resonator. Bei konstanter eingespeister Leistung verschieben sich die Resonanzfrequenzen mit der Zahl der Absorber tendentiell nach unten. Bei starker Beladung nähert sich die Kurve der Messung der Leitung bei offenem Resonator bis auf die verbleibende Resonanzneigung an.

Spektrumanalyse eingekoppelter Signale auf der Leitung Die externen Einflüsse wurden wie oben dargelegt mit zwei anregenden Signalen an den Monopolen analysiert. Dabei wurde die Frequenz f_1 konstant bei 1 GHz gehalten und die zweite wurde variiert. Es zeigen sich deutliche Abhängigkeiten der Einkopplung der Anregungssignale und ebenso der Mischsignale. Einen groben Überblick gibt Abbildung 4. Das in der Amplitude relativ konstante Signal bei 1 GHz und dasjenige variierend von 1 GHz bis 2 GHz sind die Anregungen. Die anderen erkennbaren Signale sind Mischprodukte, die aufgrund der Nichtlinearitäten entstanden sind. Es ist deutlich zu sehen, dass vor allem das variierende Anregungssignal in der Amplitude schwankt. Auch die Mischprodukte variieren frequenzabhängig in der Amplitude.

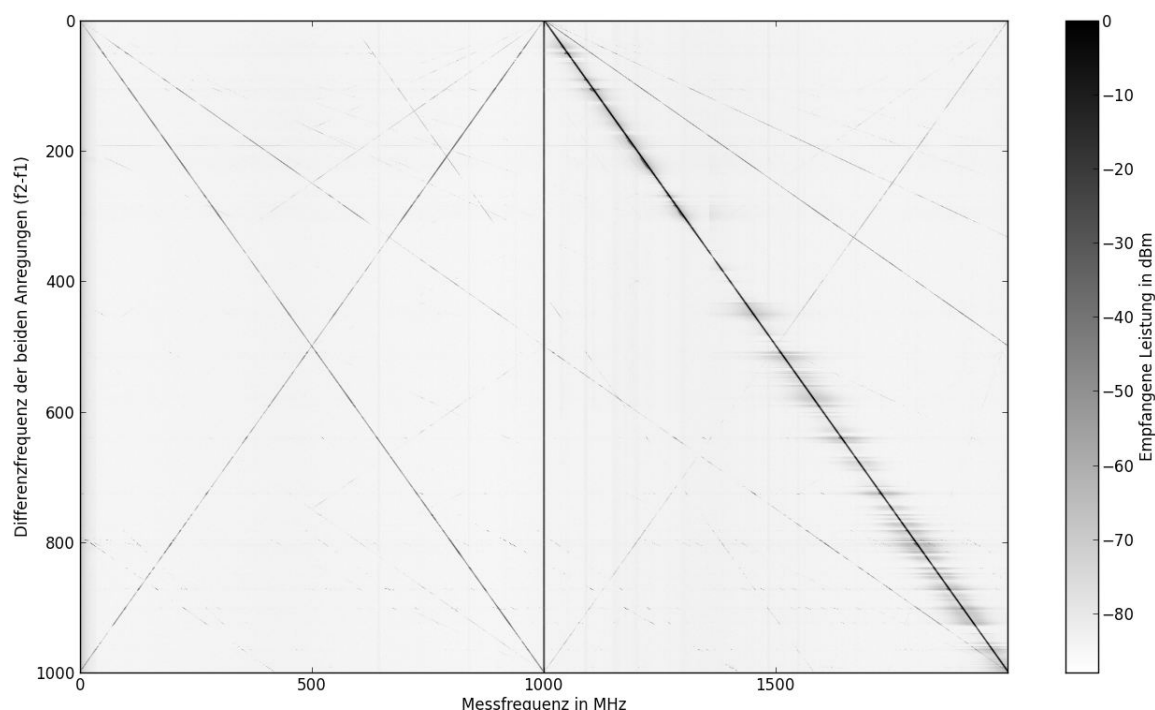


Abbildung 4: Überblick der Spektrumanalyse der nichtlinearen Leitung bei Anregung mit 2 hochfrequenten Signalen in Abhängigkeit deren Differenzfrequenz bei einer Leistung von jeweils +19 dBm

Abbildung 4 zeigt diese frequenzabhängige Amplitude für das frequenzabhängige Eingangssignal und Mischprodukte 2. Ordnung und 3. Ordnung in Abhängigkeit der Differenzfrequenz der Anregungen bei Eingangsleistungen von +19 dBm. Es ist erkennbar, dass der prinzipielle Verlauf in den meisten Bereichen bis auf eine gleichmäßige Amplitudendifferenz sehr ähnlich ist. Dies führt zu der Hypothese, dass die Amplitude der Mischprodukte nicht primär von den Moden des Resonators bei der Mischfrequenz bestimmt wird, sondern von der Amplitude des eingekoppelten hochfrequenten Signals. Dessen Amplitude wird aber wiederum von den Moden des Resonators bei dieser Frequenz bestimmt. Die Abhängigkeit der Amplitude von der Eingangsleistung, sowohl der Anregung als auch der Mischprodukte zeigt Abbildung 6 für 4 beispielhaft ausgewählte Frequenzen. Es ist erkennbar, wie bei zunehmender Eingangsleistung die gemessenen Signale sowohl der Anregung als auch des Mischproduktes ebenfalls stärker werden. Allerdings ist auch klar erkennbar, dass das Verhalten starke statistische Schwankungen aufweist. Die Leistung des variierenden Eingangssignals schwankt zwischen stärkerem Anstieg und Stagnation beim Aufkommen des Mischproduktes, dieses wiederum steigt teils stark nicht-linear an, hat aber teils auch deutlich Einbrüche bei erhöhter Leistung. Einzig der Verlauf der konstanten Anregungsfrequenz bleibt annähernd linear.

Der Punkt wo das Mischprodukt 2. Ordnung (das stärkste) aus dem Rauschen hervortritt liegt in den gezeigten Fällen bei Eingangsleistungen um 0 dBm und gemessenen Leistungen der Anregungssignale zwischen -30 dBm und -10 dBm. Die Eingangsleistung

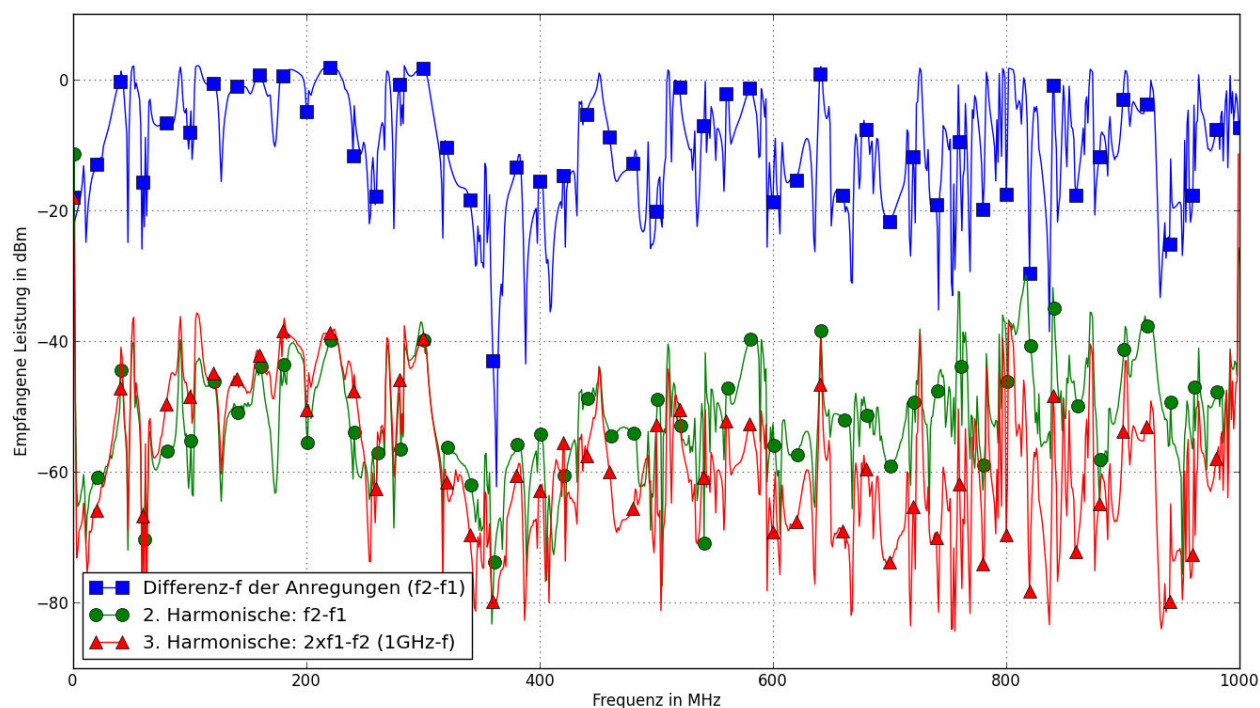


Abbildung 5: Amplitude des frequenzvariablen Eingangssignals und ausgewählter Mischprodukte für Messfrequenzen unterhalb 1 GHz.

f_2 ist von DC bis 1 GHz aufgetragen, läuft aber von 1 GHz bis 2 GHz

Die 3. Harmonische ist invers aufgetragen (von 1 GHz bis DC), daher der aufgetragene Wert bei 50 MHz ist z.B. der gemessene bei 950 MHz wenn die Differenzfrequenz der Anregungen 50 MHz beträgt, f_2 also 1050 MHz ist

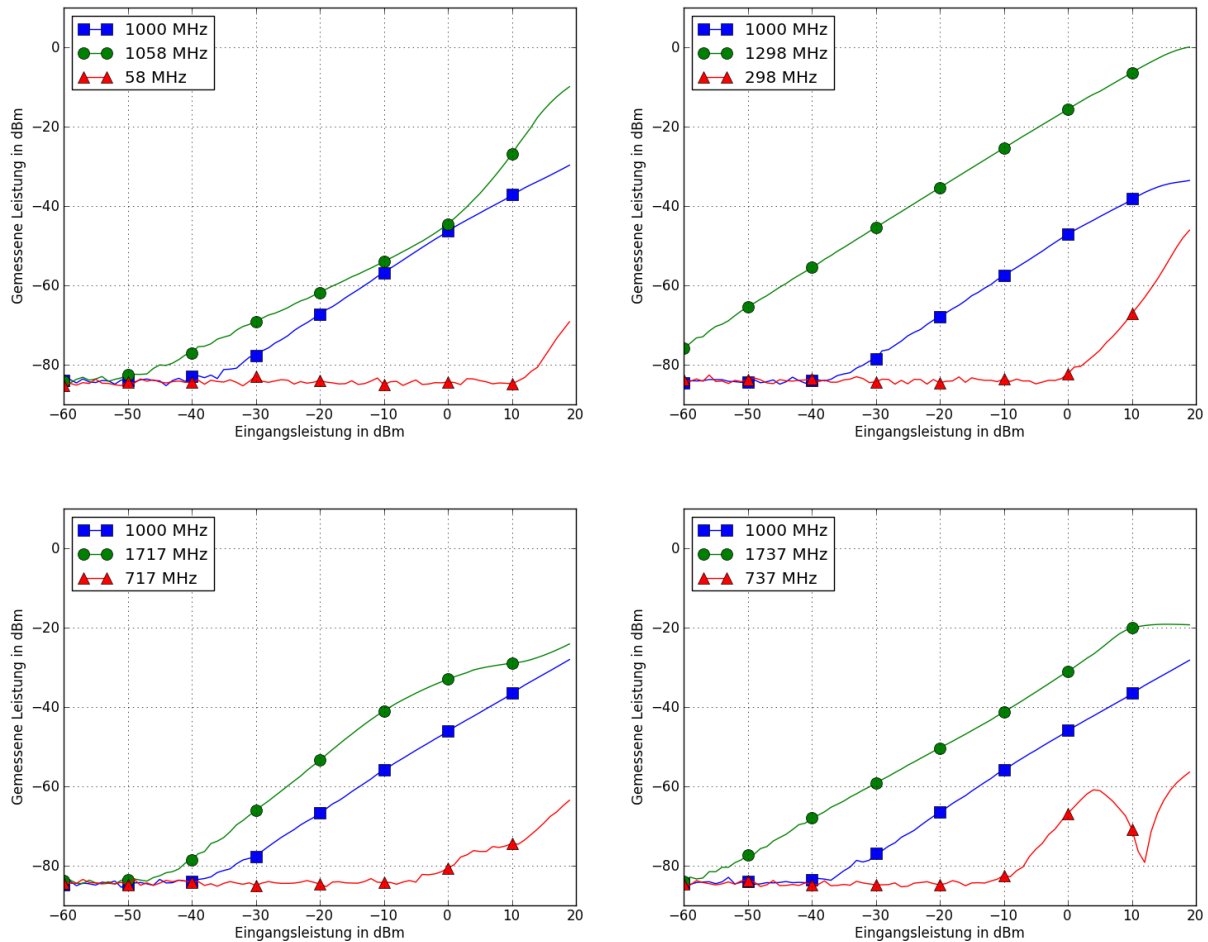


Abbildung 6: Amplitudenabhängigkeit der Anregungssignale und des Mischproduktes 2. Ordnung bei variierender Eingangsleistung für verschiedene Frequenzkonstellationen

entspricht dabei einer Spannung an $50\ \Omega$ von etwa $0.63\ \text{V}$, die gemessene Leistung der Anregungssignale führt zu Spannungen unterhalb von $0.2\ \text{V}$. Die Vorwärtsspannung der verwendeten Diode liegt bei $0.58\ \text{V}$. Daraus läßt sich schließen, dass die Spannungsverhältnisse auf der Leitung deutlich größer sind als es die gemessene Leistung am Port II vermuten läßt.

5 Zusammenfassung

Dieser Beitrag beschäftigte sich mit der Beeinflussung von nichtlinearen Komponenten in Schirmgehäusen. Mit Hilfe von S-Parameter Messungen einer Diodenleitung in einem Rechteckresonator konnte gezeigt werden, wie diese, im Gegensatz zu einer linearen Leitung, auf Leistungsvariationen mit unterschiedlichem Resonanzverhalten reagiert. Bei einer Spektrumsanalyse der Leitung und Beaufschlagung des Resonators mit zwei hochfrequenten Signalen konnte gezeigt werden, wie die Einkopplung der beiden Signale auf die Nichtlinearität auch Störungen weit unterhalb der Frequenzen möglicher Einkoppelpfade hervorbringt.

Fortsetzende Untersuchungen werden sich mit dem genauen Verlauf der Amplitude der

Mischfrequenzen befassen um die Hypothese der Stärke der Mischprodukte rückführend auf die Stärke der Einkopplung der hochfrequenten Signale zu stützen. Weiterhin sollen weitere Leitungsvariationen mit z.B. einer mit Diode abgeschlossenen Leitung messtechnisch untersucht werden um sie mit analytischen Ergebnissen zu vergleichen.

Literatur

- [1] Jasper Goedbloed. *Electromagnetic Compatibility*. Prentice Hall, 1990.
- [2] Leland Hemming. *Architectural Electromagnetic Shielding Handbook*. IEEE Press, 1991.
- [3] Reinaldo Perez, editor. *Handbook of Electromagnetic Compatibility*. Academic Press, 1995.
- [4] David Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 2005.